

Structure de reception multi-utilisateur par Recombinaison Indirecte de Trajets en lien descendant CDMA

Laurent ROS, Geneviève JOURDAIN

Laboratoire des Images et des Signaux
Domaine Universitaire, BP46, 38402 Saint Martin d'Hères cédex, France
laurent.ros@lis.inpg.fr, genevieve.jourdain@lis.inpg.fr

Résumé – Nous nous intéressons à une situation de réception linéaire multi-utilisateur (codes actifs connus) dans un lien descendant CDMA au travers d'un canal multi-trajet (supposé bien estimé). Nous proposons une variante à la structure bien connue de réception linéaire "théorique" [1] composée d'un Banc de Filtre Adaptés (BFA) suivi d'un banc d'égalisation au temps symbole. Dans la nouvelle structure, au lieu de faire une recombinaison directe de tous les trajets dans le BFA (compactage complet de l'information), les groupes de trajets "pairs" et "impairs" ne sont recombinaison qu'indirectement au travers d'un traitement séparé au temps symbole, ce qui amène à la structure la potentialité d'inversibilité à durée finie sous un canal sélectif en fréquence. Une fois établi l'expression des coefficients de l'égaliseur, nous illustrons son comportement (ordres de grandeur du mode TDD de l'UMTS) par des simulations qui montrent que la nouvelle structure agit bien comme une intermédiaire entre la structure "théorique" complètement imposée et la structure linéaire "libre" (égaliseur transverse fractionné [3]).

Abstract – We deal with linear multi-user detection (with known active codes) in downlink CDMA, through a (well estimated) multipath channel. We propose a new variant to the well known "theoretical" linear structure [1] composed of a Matched Filters Bank (MFB) followed by a symbol-time equalizers bank. Contrary to "theoretical" structure where the front-end MFB compact completely the information by a direct recombination of all the paths, the new scheme treats separately at symbol-time the even and odd paths groups, which gives the finite length invertibility capability through a frequency selective channel. After equalizer coefficients derivation, simulations (with UMTS-TDD parameters) shows that the new structure acts as an intermediary between the completely imposed "theoretical" structure, and a "free" linear structure (fractional transverse equalizer [3]).

1 Introduction et Modèle

Nous traitons de la réception linéaire multi-utilisateur dans un lien descendant TD/CDMA au travers d'un canal multi-trajet commun à tous les utilisateurs, supposé bien estimé et invariant sur la durée d'un slot. Le signal reçu en bande de base est modélisé par:

$$r(t) = T_s \sum_{k=1}^K \sum_m a_{k[m]} g_k(t - mT_s) + n(t) \quad (1)$$

où $T_s = Q \cdot T_c$ est le temps symbole, T_c le temps chip, Q le facteur d'étalement, $a_{k[m]}$ les symboles QPSK *iid* associés au code # k (le code désiré est le n^0 1), $n(t)$ un bruit BBAG complexe de dsp bilatérale $2N_0$, $g_k = c_k * h_e * h$ la convolution entre le code $c_k(\tau) = \sum_{q=0}^{Q-1} c_{k[q]} \delta(\tau - qT_c)$ numéro k , le filtre 1/2 Nyquist h_e , et le canal à L_t trajets:

$$h(\tau) = \sum_{i=1}^{L_t} \alpha_i \delta(\tau - \tau_i) \quad (2)$$

où τ_i sont les retards et α_i les atténuations complexes des trajets. W_s représente le nombre de symboles affectés par $g_k(\tau)$. Les K codes sont supposés connus à la réception.

Nous proposons en 3. une variante à la structure issue de la "théorie" à horizon infini, qui permet de lever son handicap à horizon fini, tout en exploitant la forme particulière du canal à trajets. Avant cela, 2. fait un bref rappel des structures linéaires multi-utilisateur courantes.

2 Structures linéaires courantes

2.1 Tc-structure: optimale à horizon fini

Dans le cas particulier où les K codes actifs sont connus au niveau du mobile, le récepteur linéaire multi-utilisateur MMSE introduit par Madhow [2], et étendu par Tsatsanis [3] pour un canal dispersif en temps, présente de bonnes performances, mais une complexité importante pour le terminal mobile.

Il est constitué d'une structure de filtre transverse fractionné (entrée à la période chip, T_c , ou sous-chip, T_c/S , et sortie à la période symbole, T_s) que nous nommerons ici Tc-structure [5, 4]. Du moment que le facteur de sur-échantillonnage, S , permet de respecter le théorème d'échantillonnage (en général $S \geq 2$), cette structure (à $S \cdot Q \cdot P_l$ coefficients) peut être qualifiée de structure linéaire libre, car elle permet de mettre en oeuvre n'importe quelle réponse impulsionnelle (R.I.) de durée donnée, égale à P_l symboles, et qui représente la profondeur du détecteur linéaire. Ainsi, toute structure linéaire de même profondeur globale, mais opérant par succession de filtres en cascades peut-être vue comme un cas particulier de détecteur linéaire à structure imposée, et aura nécessairement des performances moins bonnes ou égales à celles de la Tc-structure. La Tc-structure peut être aussi utilisée avec un critère "Zero-Forcing", qui fournit un jeu de coefficients permettant d'annuler exactement l'interférence (décorrélateur) [3, 4], du moins pour un canal non-pathologique et une profondeur P_l telle que $Q_r \cdot P_l \geq K(P_l + W_s)$ où $Q_r = Q$ si $S = 1$, et $Q_r = Q(1 + \beta)$ si $S > 1$, avec β le roll-off du filtre 1/2 Nyquist, h_e .

Cependant, en terme de complexité calculatoire on peut avoir intérêt à utiliser des alternatives à la Tc-structure (quitte à augmenter la profondeur P_l pour obtenir des performances équivalentes), car : d'abord, cette dernière n'exploite pas les formes particulières du canal (R.I. à trajets) et du CDMA (mise en forme avec des codes binaires), ensuite, elle nécessite d'être entièrement dupliquée pour chaque nouveau code désiré à décoder, et enfin, le calcul des coefficients est complexe car le système linéaire à inverser n'est pas du tout compacté (matrice de corrélation du signal reçu de grande taille $SQP_l \times SQP_l$).

2.2 Ts-structure: issue de la "théorie" à horizon infini

La structure linéaire "théorique" (issue de la théorie linéaire à horizon infini) multi-utilisateur optimale pour des critères classiques (Zero-Forcing, MMSE, ...) peut se décomposer (voir [1] pour un canal BBAG, [4] pour un canal sélectif en fréquence) sous la forme d'un banc de filtres adaptés (BFA) aux K formes d'ondes g_k de chacun des utilisateurs, suivi d'un échantillonnage synchrone au temps symbole sur les différentes branches et d'une recombinaison au travers d'un banc de filtres discrets, caractérisé par des R.I. *non-causales* et *infinies*.

Nous considérons ici une structure de réalisation, que l'on nomme Ts-structure [5, 4], qui conserve cette décomposition mais avec un traitement d'égalisation au temps symbole à *durée finie*, par un banc de filtres transverses.

Le passage au temps symbole $\{y_{k[m]} = (g_k^H * r)(t)|_{t=mT_s}\}$ peut être réalisé avec très peu de multiplications (par T_s) en décomposant chaque filtre adapté (FA), g_k^H , en FA à la mise en forme, au canal, et au code $\#k$. Comme le récepteur Rake, le FA au canal consiste en une recombinaison de tous les trajets, avec simplement des opérations de retard et de pondération par les amplitudes complexes conjuguées des trajets. Le banc de corrélations avec les codes utilise seulement des additions et des soustractions puisque les codes sont binaires.

Calcul des coefficients du banc d'égalisation (Ts) et interférence résiduelle à durée finie

P représente le nombre de coefficients par branche (en tout $K.P$ coefficients) du banc d'égalisation. Notons que la R.I. globale du détecteur dure donc $P_l = P + W_s$ symboles. La variable de décision $d_{1[m]}$ résulte du produit scalaire entre les échantillons (temps T_s) $\underline{y}_{[m]}$ issus du BFA et le jeu de coefficients des K filtres transverses \underline{e}_1 :

$$d_{1[m]} = \underline{e}_1^T \cdot \underline{y}_{[m]} \quad (3)$$

avec $\underline{e}_1 = [e_{11}[-P_1], \dots, e_{1K}[-P_1], \dots, e_{11}[+P_2], \dots, e_{1K}[m, +P_2]]^T$, $\underline{y}_{[m]} = [y_{1[m+P_1]}, \dots, y_{K[m+P_1]}, \dots, y_{1[m-P_2]}, \dots, y_{K[m-P_2]]}^T$ où P_1 est le retard (en symboles) de l'égaliseur synchrone, avec $P = P_1 + 1 + P_2$.

Le passage des symboles émis des différents utilisateurs (vecteur \underline{a}) vers les sorties au temps symbole des K différentes branches du BFA est matérialisé par une matrice de Sylvester généralisée, $\underline{\tau}_{(\gamma)}$, de dimension $KP \times K(P + 2W_s)$, et de structure Toeplitz par blocs $[K \times K]$ (le bloc d'indice $\#n$, $n = -W_s \dots + W_s$, contient les intercorrélations $(\gamma_{ij[n]})$ entre les K formes d'ondes g_k , aux différents retards $n.T_s$):

$$\underline{y}_{[m]} = \underline{\tau}_{(\gamma)} \underline{a}_{[m, P_1 + W_s]} + \underline{\eta}_{[m]} \quad (4)$$

Avec cette structure imposée, aucun jeu de coefficients ne peut exactement forcer à zéro l'interférence (à moins d'un canal mono-trajet), car le nombre de degrés de liberté est toujours inférieur au nombre de contraintes, ce qui correspond à une matrice de filtrage moins haute que large ($K.P < K.(P + 2W_s)$). Le pseudo-inverse à droite (solution Zero-Forcing *approchée*) minimise la puissance d'interférence mais sans l'annuler, à moins d'une profondeur de filtrage P infinie:

$$\frac{1}{\gamma_{11[0]}} \underline{e}_1^T = \underline{1}_{\Delta}^T \underline{\tau}_{(\gamma)}^H [\underline{\tau}_{(\gamma)} \underline{\tau}_{(\gamma)}^H]^{-1} \quad (5)$$

En rajoutant le terme de bruit ($\sigma_0^2 = N_0/2E_b$), on obtient la solution de Wiener (critère MMSE):

$$\frac{1}{\gamma_{11[0]}} \underline{e}_1^T = \underline{1}_{\Delta}^T \underline{\tau}_{(\gamma)}^H [\underline{\tau}_{(\gamma)} \underline{\tau}_{(\gamma)}^H + \sigma_0^2 \underline{\tau}_{tn(\gamma)}]^{-1} \quad (6)$$

où $\underline{1}_{\Delta}^T = [\underbrace{0, \dots, 0}_{\Delta}, 1, 0, \dots, 0]$, $\Delta = K(P_1 + W_s) + 1$,

$(\frac{2N_0}{T_s}) \cdot \underline{\tau}_{tn(\gamma)}$ = matrice de corrélation du bruit en sortie du BFA.

Atouts et inconvénients de la Ts-structure

La complexité modérée de la Ts-structure vient du fait qu'elle exploite la forme particulière des signaux CDMA et la nature à trajets du canal de propagation pour réaliser le passage au temps symbole, avec un nombre de multiplications dans la tête de réception (BFA) qui ne dépend que du nombre de trajets (quelque-soit la profondeur du canal). De plus, la tête est commune à tous les codes désirés. La Ts-structure a tout de même un inconvénient, c'est son incapacité théorique à annuler complètement l'interférence pour une profondeur finie de filtrage (potentialité qui était acquise avec la structure libre, Tc-structure). Même si en pratique on ne cherche pas l'annulation exacte de l'interférence, cette potentialité garantirait une interférence résiduelle faible, quelque-soit le canal.

On va ainsi chercher à redonner quelques degrés de liberté à cette structure complètement compactée, afin de rendre le système inversible au temps symbole.

3 Ts/RIT-Structure : Recombinaison Indirecte de Trajets

3.1 description

La Ts/RIT-structure est constituée d'une tête de réception large-bande à $2K$ branches de sortie et d'un banc d'égaliseur au temps symbole à $2K$ filtres discrets transverses $\{e_{1k,1}\}$ et $\{e_{1k,2}\}$, $k = 1..K$, de P coefficients chacun.

Puisqu'il faut gagner des degrés de liberté dans la partie de traitement au temps symbole, la nouvelle structure réalise en tête une recombinaison partielle (au lieu de complète par le BFA complet de la Ts-structure) des trajets en 2 voies, de sorte que la tête de réception délivre deux fois plus de branches de sortie au temps T_s (figure 1). Les composantes relatives aux divers trajets ne sont donc recombinaison qu'indirectement au travers des 2 traitements séparés au temps symbole.

La tête de réception peut être qualifiée de BFA partiel car chaque voie est adaptée à tous les codes actifs, mais seulement à une partie du canal (soit à $L_t/2$ trajets). Dans la partie concernant le canal (figure 2) on retrouve les L_t branches

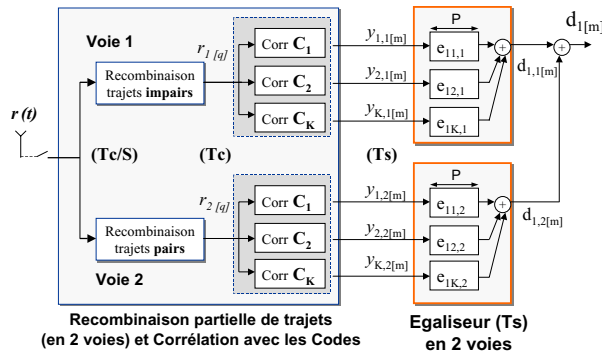


FIG. 1: Synoptique global de la Ts/RIT-Structure

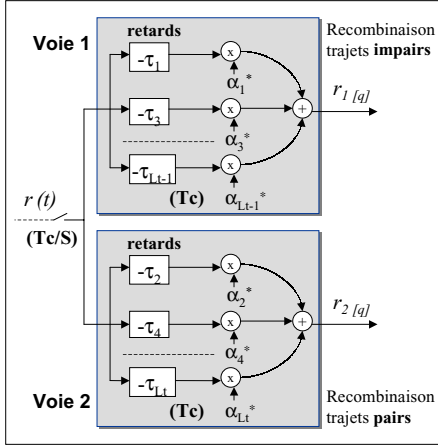


FIG. 2: Détail de la Recombinaison de trajets

du BFA complet, soit une branche par trajet. La branche relative au trajet $\#i$ contient une compensation de retard ($-\tau_i$) et une pondération par le conjugué de l'atténuation complexe du trajet ($\times \alpha_i^*$). Mais à la différence du BFA complet, les sorties des L_t branches ne sont pas additionnées en une seule voie, mais en deux voies séparées, chacune relative à une partie des trajets. Pour former les 2 groupes de trajets, nous proposons ici d'alterner les trajets en fonction de la valeur des retards $\{\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{L_t}\}$ rangés en ordre croissant. La voie 1 correspond donc aux trajets dits "impairs" (retards τ_1, τ_3, \dots), et la voie 2 aux trajets "pairs" (retards τ_2, τ_4, \dots).

En sortie de la tête de réception, le traitement est réalisé par deux bancs de K filtres d'égalisation (profondeur $P T_s$ pour chaque filtre), au lieu d'un dans la Ts-structure. Ainsi, avec le même nombre de contraintes ($K(P + 2W_s)$), le nombre de degrés de liberté a doublé ($2KP$ coefficients des filtres), ce qui rend possible l'annulation complète de l'interférence pour une profondeur de l'égaliseur au temps symbole supérieure au double de la profondeur du canal: $P \geq 2W_s$.

Note 1: Interprétation en tant que structure fractionnée à pas irrégulier: l'idée exploitée dans la Ts/RIT-structure est la même que celle de l'égalisation fractionnée, qui permet de rendre le système inversible en travaillant à 2 points par symbole au lieu d'un (théorème de Bezout), pour un système mono-utilisateur non-CDMA. Mais ici, l'"échantillonnage" est irrégulier, calé sur les retards des trajets, pour exploiter les propriétés de corrélation des formes d'ondes CDMA. La figure 3 illustre ce dernier point avec un canal à 2 trajets, un seul uti-

lisateur et une réorganisation équivalente (commutativité de la convolution) de la tête de réception : elle procède d'abord par filtrage adapté au code, suivi par le partage en 2 voies de filtres adaptés "partiels" au canal, qui font apparaître l'échantillonnage irrégulier en sortie du filtre adapté au code.

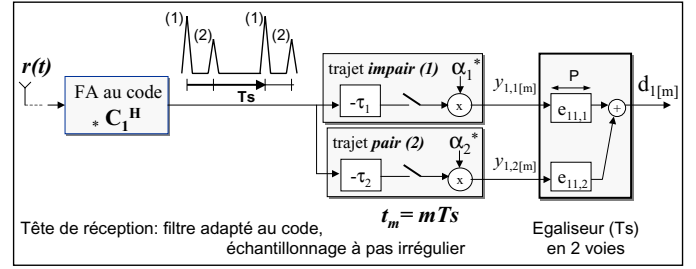


FIG. 3: Représentation équivalente de la Ts/RIT-structure (2 trajets, 1 utilisateur): échantillonnage à pas irrégulier

3.2 Calcul des coefficients et potentialité d'inversibilité à durée finie

Nous établissons ici l'expression algébrique des coefficients (Cf [6] pour un calcul itératif). La relation entre le vecteur (taille $2KP$) d'échantillons $y_{[m]}$ en sortie de la tête de réception en fonction des symboles s'exprime encore par une relation de type (4), avec une matrice de passage $\underline{\tau}(\gamma_t)$ toujours Toeplitz par bloc, mais avec une dimension qui a doublé en nombre de lignes (toujours $P \times (P + 2W_s)$ blocs mais de taille $[2K \times K]$):

$$\underline{\tau}(\gamma_t) \triangleq \begin{bmatrix} \underline{\tau}_{[-W_s]} & \dots & \underline{\tau}_{[W_s]} & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \underline{\tau}_{[-W_s]} & \dots & \underline{\tau}_{[W_s]} & 0 & \dots \\ 0 & \dots & 0 & \underline{\tau}_{[-W_s]} & \dots & \underline{\tau}_{[W_s]} \end{bmatrix}$$

$$\text{avec: } \underline{\tau}_{[n]} \triangleq \begin{bmatrix} \gamma_{11,1}[n] & \dots & \gamma_{K1,1}[n] \\ \gamma_{1K,1}[n] & \dots & \gamma_{KK,1}[n] \\ \gamma_{11,2}[n] & \dots & \gamma_{K1,2}[n] \\ \gamma_{1K,2}[n] & \dots & \gamma_{KK,2}[n] \end{bmatrix}$$

où les canaux "équivalents" discrets au temps symbole $\gamma_{ik,g_t}[n] = T_s \cdot (g_i * g_{k,g_t}^H)(nT_s)$ sont obtenus à partir des canaux partiels $g_{k,g_t}(\tau) = \sum_{i=0}^{L_t/2-1} \alpha_{2i+g_t} \cdot (h_e * c_k)(\tau - \tau_{2i+g_t})$ pour les trajets impairs ($g_t = 1$), ou pairs ($g_t = 2$).

La matrice de corrélation du bruit au temps symbole sur les $2K$ branches, $(\frac{2N_0}{T_s}) \cdot \underline{\tau}_{tn}(\gamma_{tt})$, a une dimension $2KP \times 2KP$, avec une structure Toeplitz par blocs de taille $[2K \times 2K]$.

En situation adéquate (Cf Note 2), les $2KP$ coefficients de l'égaliseur (relation (3)) s'obtiennent (avec $\gamma_{11[0]} = 1$) par :

$$\text{MMSE : } \underline{e}_1^T = \underline{1}_\Delta^T \underline{\tau}(\gamma_t)^H [\underline{\tau}(\gamma_t) \underline{\tau}(\gamma_t)^H + \sigma_0^2 \underline{\tau}_{tn}(\gamma_{tt})]^{-1} \quad (7)$$

Zero-Forcing:

$$P \geq 2W_s \text{ (exact) : } \underline{e}_1^T = \underline{1}_\Delta^T [\underline{\tau}(\gamma_t)^H \underline{\tau}(\gamma_t)]^{-1} \underline{\tau}(\gamma_t)^H \quad (8)$$

$$P < 2W_s (\neq \text{exact}) : \underline{e}_1^T = \underline{1}_\Delta^T \underline{\tau}(\gamma_t)^H [\underline{\tau}(\gamma_t) \underline{\tau}(\gamma_t)^H]^{-1} \quad (9)$$

Lorsque $P < 2W_s$, l'approximation ZF n'annule pas l'interférence mais minimise seulement sa puissance.

Note 2: pour $P \geq 2W_s$, le système n'est inversible que si la matrice $\tau(\gamma_t)$ est de rang ligne plein, égal à $K \cdot P_l$. Pour cela, il faut déjà nécessairement respecter les conditions d'inversibilité de la structure libre (Cf 2.1) qui imposent $K < 14$ pour un roll-off $\leq 0,22$. Par ailleurs, des canaux particuliers peuvent entraîner la non inversibilité (Cf discussion des conditions en annexe III.2 de [4]).

4 Comportement et conclusion

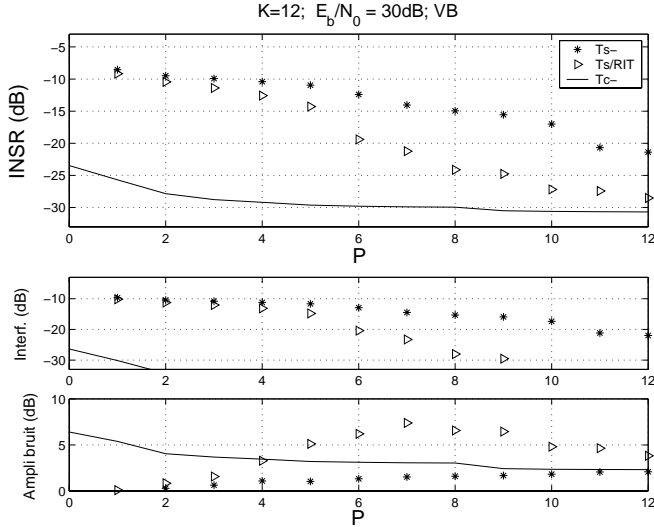


FIG. 4: Performances canal VB ($W_s = 5 T_s$)

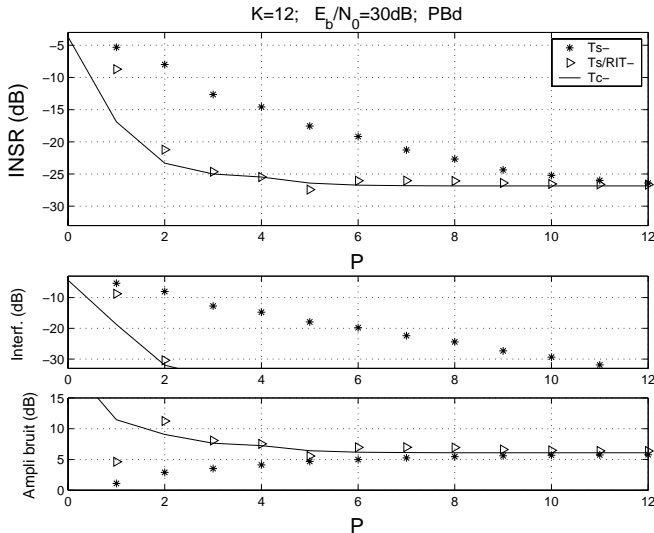


FIG. 5: Performances canal PBd ($W_s = 1 T_s$)

Pour les simulations, nous utilisons les ordres de grandeur du mode TDD de l'UMTS [7], avec des codes orthogonaux (à base de Walsh-Hadamard), un facteur d'étalement de $Q = 16$ chips, $K = 12$ utilisateurs, un "roll-off" de 0.22, et un fort E_b/N_0 de 30 dB, afin de pouvoir discerner l'interférence résiduelle. Les 2 types de canaux utilisés sont composés de 6 trajets inspirés de [8] : un canal Vehicular B (VB) typique (amplitudes : [-2.5, 0, -13, -10, -25, -16 dB], retards : [0, 0.3, 8.9, 12.9, 17.1, 20 μs]) qui s'étale sur $W_s = 5$ symboles ($T_c = 260$ ns et $T_s = 4.16$ μs), et une réalisation du canal Pedestrian B (PBd) difficile (amplitudes : [0, 0, -3, -3, -6, -6 dB],

retards : [0, 200, 800, 1200, 2300, 3700 ns]) qui s'étale sur $W_s = 1$ symbole. Pour la structure complètement imposée (Ts-), la nouvelle structure (Ts/RIT-), et la structure libre (Tc-) optimisées par le critère MMSE, on présente les courbes d'INSR ("Interference and Noise to Signal Ratio", inverse du SINR) obtenues à partir des expressions algébriques des coefficients et de la transmission [4].

Les courbes sont tracées en fonction de P (profondeur du banc d'égalisation), sachant que la R.I. globale des détecteurs dure $P_l = P + W_s$ symboles. On rappelle que pour décoder un nouveau code désiré, le nombre de coefficients à rajouter est KP , $2KP$, et $(P + W_s) \cdot S \cdot Q$ respectivement pour la Ts-, Ts/RIT et Tc-structure ($S = 2$ pour la Tc-structure, $S = 8$ pour réaliser le FA au canal des Ts/xx structures). Sous les courbes d'INSR, on précise la part d'interférence, et la part d'amplification du bruit.

On vérifie que la structure libre, Tc-, est capable d'atteindre le plancher "théorique" pour une profondeur très courte. La structure imposée, Ts-, a un comportement très différent: après filtre adapté, l'interférence résiduelle ne devient négligeable que pour des profondeurs d'égalisation plusieurs fois supérieures (plus de 2 fois en VB, 6 fois en PBd) à la durée du canal. La structure à recombinaison indirecte, RIT-, se comporte bien comme une intermédiaire, nécessitant une profondeur à peu près deux fois moins importante que la Ts-structure pour un INSR de -15 à -20 dB, dans le cas "VB". L'intérêt de cette structure est plus flagrant dans l'exemple "PBd" où les amplitudes des trajets secondaires sont fortes: la profondeur nécessaire est divisée par 3 (le nombre de coefficients est divisé par 3/2) pour un INSR de -20 dB quand on passe de la Ts-structure à la Ts/RIT-structure.

En conclusion, la structure proposée est une alternative à la structure imposée complètement compactée, qui permet de réduire la profondeur de filtrage, même si le nombre de coefficients reste similaire. Elle assure une interférence résiduelle faible pour une profondeur double à celle du canal, alors que la profondeur nécessaire était indéterminée (théoriquement infinie) pour la Ts-structure.

Références

- [1] S. Verdu, "Multi-user detection", Cambridge University Press, 1998.
- [2] U. Madhow and M.L. Honig, "MMSE interference suppression for direct-sequence, spread-spectrum CDMA", IEEE Transactions on Communication, vol 42, pp. 3178-3188, Dec 1994.
- [3] M.K. Tsatsanis and G.B. Giannakis, "Optimal decorrelating receivers for DS-SS systems: a signal processing framework", IEEE Transactions on Signal Processing, vol 44, n° 1, pp. 3044-3055, Dec 1996.
- [4] L. Ros, "Réception multi-capteur pour un terminal radio-mobile dans un système d'accès multiple à répartition par codes. Application au mode TDD de l'UMTS", thèse INPG, décembre 2001, accessible à l'adresse: "http://www.lis.inpg.fr/theses/theses/Th.Ros.html".
- [5] L. Ros, G. Jourdain, M. Arndt, "Comparisons of linear structures for TD-SS multi-user detector on the mobile", ISCTA'01, Ambleside Lake District, July 2001.
- [6] L. Ros, G. Jourdain, M. Arndt, "Egaliseur linéaire multi-utilisateur adaptatif en TD-SS", Grets01, Toulouse, Septembre 2001.
- [7] 3GPP, "Technical Specification: Spreading and modulation (TDD)", TS25.223, V2.1.0, June 1999.
- [8] ETSI, "chapter B.1.4.2: Channels Impulses Responses Models", UMTS 30.03, TR101-112 V3.2.0, April 1998.